

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2010-41917

(P2010-41917A)

(43) 公開日 平成22年2月18日 (2010.2.18)

(51) Int.Cl. F I テーマコード (参考)  
 HO2M 7/48 (2007.01) HO2M 7/48 E 5H007

審査請求 未請求 請求項の数 10 O L 外国語出願 (全 30 頁)

(21) 出願番号	特願2009-178535 (P2009-178535)	(71) 出願人	390041542 ゼネラル・エレクトリック・カンパニー GENERAL ELECTRIC CO MPANY アメリカ合衆国、ニューヨーク州、スケネ クタデイ、リバーロード、1番
(22) 出願日	平成21年7月31日 (2009.7.31)	(74) 代理人	100137545 弁理士 荒川 聡志
(31) 優先権主張番号	12/185,534	(74) 代理人	100105588 弁理士 小倉 博
(32) 優先日	平成20年8月4日 (2008.8.4)	(74) 代理人	100129779 弁理士 黒川 俊久
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(72) 発明者	ロバート・グレゴリー・ワゴナー アメリカ合衆国、バージニア州、ロアノー ク、ダーン・サークル、3333番 最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 負荷に電力を供給するコンバータを制御するシステム及び方法

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 温度を平衡化し切替損失及び全調波歪みを低減するために、負荷に電力を供給するコンバータを制御するシステム及び方法が求められている。

【解決手段】 負荷に電力を供給するコンバータを制御するシステム及び方法(1200)を開示する。この方法では、電力コンバータを用いる。切替パターンを有する少なくとも1つのゲート制御信号が電力コンバータに供給される(1220)。このとき、切替パターンの波形は、切替パターンの基本周波数の等倍を上回りかつ2倍未満の有効切替周波数を有する。供給された少なくとも1つのゲート制御信号に少なくとも部分的に応答して、少なくとも1つの出力電力信号が負荷に出力される(1240)。

【選択図】 図12

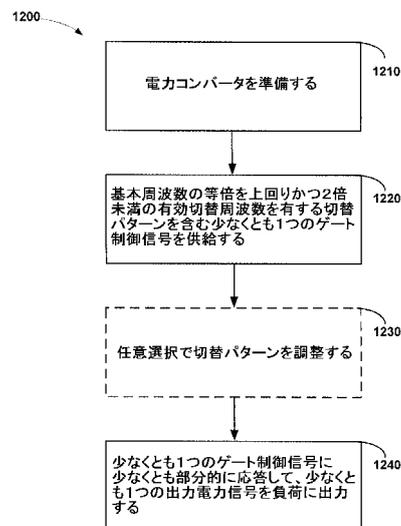


FIG. 12

## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

負荷を供給する方法であって、

電力コンバータ(1000)に電力を供給するステップ(1210)と、

少なくとも1つのゲート制御信号を前記電力コンバータ(1000)に供給するステップ(1220)であって、前記切替パターン(1110)の周波数が、前記切替パターン(1110)の基本周波数の等倍を上回り、かつ前記切替パターン(1110)の基本周波数の2倍未満である有効切替周波数を含むステップと、

供給された前記少なくとも1つのゲート制御信号に少なくとも部分的に応答して、少なくとも1つの出力電力信号を前記負荷に出力するステップ(1240)とを含む方法。

10

## 【請求項 2】

前記少なくとも1つのゲート制御信号を供給するステップ(1220)が、約360度以上かつ約720度未満の角度だけ離隔された少なくとも2つのノッチ(1120、1130)を含む切替パターン(1110)を有する少なくとも1つのゲート制御信号を供給するステップを含む、請求項1に記載の方法。

## 【請求項 3】

前記少なくとも1つのゲート制御信号を供給するステップ(1220)が、前記切替パターン(1110)の前記基本周波数の約1.5倍の有効切替周波数を有する少なくとも1つのゲート制御信号を供給するステップを含む、請求項1または2に記載の方法。

## 【請求項 4】

前記少なくとも1つのゲート制御信号を供給するステップ(1220)が、少なくとも第1のノッチ(1130)と第2のノッチ(1120)とを含む切替パターン(1110)を有する少なくとも1つのゲート制御信号を供給するステップを含み、

前記第1のノッチ(1130)は、少なくとも1つのゲート制御信号の基準電圧(1140)の実質的に正の勾配で出現するように位置決めされ、前記第2のノッチ(1120)は、前記基準電圧(1140)の実質的に負の勾配で出現するように位置決めされる、請求項1に記載の方法。

20

## 【請求項 5】

前記少なくとも1つのゲート制御信号を供給するステップ(1220)が、複数のノッチ(1120、1130)を含む切替パターン(1110)を有する少なくとも1つのゲート制御信号を供給するステップを含み、

前記複数のノッチ(1120、1130)は、少なくとも1つのゲート制御信号の基準電圧(1140)の実質的に正の勾配と、前記基準電圧(1140)の実質的に負の勾配とにおいて交互に配置される、請求項1に記載の方法。

30

## 【請求項 6】

前記少なくとも1つのゲート制御信号を供給するステップ(1220)が、第1のゲート制御信号と第2のゲート制御信号とを前記電力コンバータに供給するステップを含み、

各ゲート制御信号は、少なくとも2つのノッチ(1120、1130)を含む切替パターン(1110)を有し、前記第2のゲート制御信号は、前記第1のゲート制御信号に対して移相される、請求項1に記載の方法。

40

## 【請求項 7】

前記電力コンバータ(1000)が、第1の脚部(1065)と第2の脚部(1075)とを備える電気回路を備え、

前記少なくとも1つのゲート制御信号を供給するステップ(1220)が、第1のゲート制御信号を前記第1の脚部(1065)に供給するステップと、第2のゲート制御信号を前記第2の脚部に供給するステップとを含む、請求項1に記載の方法。

## 【請求項 8】

前記第2のゲート制御信号が、前記第1のゲート制御信号に対して移相される、請求項7に記載の方法。

## 【請求項 9】

50

前記第 1 の脚部 ( 1 0 6 5 ) が第 1 の半導体を備え、前記第 2 の脚部 ( 1 0 7 5 ) が第 2 の半導体を備え、

( i ) 前記第 1 の半導体と前記第 2 の半導体との間の温度平衡、( i i ) 前記第 1 の半導体と前記第 2 の半導体内の電力損失、又は ( i i i ) 前記出力電力信号の調波歪みのうち少なくとも 1 つを改善するため、各ゲート制御信号の前記ノッチ ( 1 1 2 0 、 1 1 3 0 ) の位置を調整するステップを含む、請求項 7 に記載の方法。

【請求項 1 0】

( i ) 前記電力コンバータ内の温度平衡、( i i ) 前記電力コンバータ内の電力損失、又は ( i i i ) 前記出力電力信号の調波歪みのうちの少なくとも 1 つを改善するため、少なくとも 1 つのゲート制御信号の前記切替パターン ( 1 1 1 0 ) を調整するステップ ( 1 2 3 0 ) をさらに含む、請求項 1 乃至 9 のいずれか 1 項に記載の方法。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、一般に電力コンバータに関し、特に負荷に電力を供給するコンバータを制御するシステム及び方法に関する。

【背景技術】

【0002】

工業、鋳業及び掘削作業の分野において、可変速度で動作する高速、高出力電動モータの需要が高まっている。さらに、これらの作業は高い信頼性を必要とすることが多い。採油ステーションへのアクセスが困難であり、時間がかかる地球規模の遠隔地からの原油の採油などの業務では、モータ動作の信頼性が高いことにより、危険でコストがかかる長期の運転停止を防ぐことができる。簡便かつ頑丈で信頼性の高い電力コンバータは、このような高速、高出力の電動モータの動作に好ましい。直列又は並列の半導体スイッチなどの複数の個別構成部品を備えると、周知のように、個々のコンポーネントスイッチのいずれか 1 つが不規則に故障する可能性が高くなることがある。半導体スイッチ用のスナバ回路などの素子をコンバータに追加すると、故障の可能性のある構成部品の数がさらに増える。電力コンバータをできるだけ簡便な構造で構成するとともに、できるだけ構成部品の数を抑えることが望ましい。とはいえ、簡略化されたコンバータ構造の故障を避けるため、電力コンバータ用の半導体スイッチなどの個別構成部品の動作を、十分な熱裕度及びその他の機能的な許容範囲内で行う必要がある。

20

30

【0003】

例示的な一実施形態で使用する電力コンバータは、図 1 に示すような簡略な 3 相 Y 字接続 H ブリッジコンバータ構造でよい。コンバータの各々の相は、キャパシタ 3 0 で表す直流電力成形回路を有する電力ソース/シンク 2 0 を含む。電力ソース/シンク 2 0、及びキャパシタ 3 0 で表す直流電力成形回路から、ブリッジの半導体スイッチへの直流リンク電圧が入力される。例えば、内蔵ダイオード 4 5 を有する絶縁ゲートバイポーラトランジスタ ( I G B T ) 4 0 によって H ブリッジ 5 0 の各々の脚部を形成しても良いが、集積ゲート整流サイリスタ ( I G C T ) 又は金属酸化膜半導体電界効果型パワートランジスタ ( M O S F E T ) などの他の電力半導体スイッチを代わりに使用しても良い。電力半導体スイッチの種類は分析において重要ではない。各々の H ブリッジは、2 つの脚部、すなわち出力脚部 6 0 とニュートラル脚部 6 5 とを含む。各々の位相出力、位相 A 7 0、位相 B 7 5 及び位相 C 8 0 は、それぞれの出力ブリッジ脚部 6 0 の中間点 8 5 に接続される。Y 字ポイント 9 0 への各々のニュートラル接続は、それぞれのニュートラル出力脚部 6 5 の中間点 9 5 に結合される。

40

【0004】

ゲート制御部 3 5 は、所定の切替パターンに従って H ブリッジコンバータの各位相 A、B 及び C の半導体スイッチ 4 0 を切り替えるために、制御信号 3 6、3 7、3 8 を供給する。ゲート制御部によって、H ブリッジの半導体スイッチ 4 0 を同期的に切り替えることも、非同期的に切り替えること (例えばパルス幅変調方式の切替) もできる。

50

## 【 0 0 0 5 】

しかし、モータ負荷の動作の有用性を高めるため、さらに温度を平衡化し、切替損失と電力損失、及び調波歪みを低減することが望ましい。切替損失を低減することによって、半導体Hブリッジスイッチは、低温動作かつ故障しにくい状態を維持できる。

## 【 先行技術文献 】

## 【 特許文献 】

## 【 0 0 0 6 】

【 特許文献 1 】 米国特許出願第 1 2 / 1 1 1 , 3 9 8 号

## 【 発明の概要 】

## 【 発明が解決しようとする課題 】

10

## 【 0 0 0 7 】

従って、温度を平衡化し切替損失及び全調波歪みを低減するために、負荷に電力を供給するコンバータを制御するシステム及び方法が求められている。

## 【 課題を解決するための手段 】

## 【 0 0 0 8 】

本発明の例示的实施形態において、負荷に電力を供給する方法を開示する。この方法では、電力コンバータを用いる。切替パターンを有する少なくとも1つのゲート制御信号が電力コンバータに供給される。切替パターンの波形は、切替パターンの基本周波数の等倍を上回りかつ2倍未満である有効切替周波数を有する。供給された少なくとも1つのゲート制御信号に少なくとも部分的に应答して、少なくとも1つの出力電力信号が負荷に出力される。

20

## 【 0 0 0 9 】

本発明の別の実施形態において、負荷に電力を供給するシステムを開示する。このシステムは、電圧源と、少なくとも少なくとも1つのゲートコントローラを有する。電圧源は電力信号を供給するように動作する。少なくとも1つのゲートコントローラは、切替パターンを有する少なくとも1つのゲート制御信号を電力コンバータに供給するように動作し、切替パターンの波形は、切替パターンの基本周波数の等倍を上回りかつ2倍未満である有効切替周波数を有する。コンバータは、電圧源から電力信号を受信し、供給された少なくとも1つのゲート制御信号に少なくとも部分的に应答して、少なくとも1つの出力電力信号を負荷に出力するように動作する。

30

## 【 0 0 1 0 】

本発明のさらに別の例示的实施形態において、負荷に電力を供給する方法を開示する。この方法では、各々の位相が2つの脚部を備える3相Y字接続Hブリッジ電力コンバータを設ける。また、入力電力信号がHブリッジ電力コンバータに供給される。切替パターンを有する異なるゲート制御信号が、Hブリッジ電力コンバータの各相の各脚部に供給され、各切替パターンは少なくとも、それぞれのゲート制御信号の基準電圧の実質的に正の勾配に位置する第1のノッチと、該基準電圧の実質的に負の勾配に位置する第2のノッチとを有する。このときの波形は、切替パターンの基本周波数の等倍を上回りかつ2倍未満である有効切替周波数を有し、各ノッチの間隔に応じて有効切替周波数が定まる。供給されたゲート制御信号に少なくとも部分的に应答して、少なくとも1つの出力電力信号が出力される。

40

## 【 0 0 1 1 】

本発明のその他の実施形態、態様、及び特徴は、以下の詳細な説明、添付図面、及び添付の特許請求の範囲から、当業者に明らかとなる。包括的な用語を用いて本発明を説明してきたが、これより添付図面を参照しながら説明する。なお、図面は必ずしも縮尺通りではない。

## 【 図面の簡単な説明 】

## 【 0 0 1 2 】

【 図 1 】 本発明の実施形態による、簡略化された3相Y字接続Hブリッジコンバータ構造を示す図である。

50

【図 2 A】本発明の実施形態による、脚部の中間点の間の単一の H ブリッジの段階的な出力電圧を示す図である。

【図 2 B】2 つの直列 H ブリッジの段階的な出力線間電圧を示す図である。

【図 3】本発明の実施形態による、半導体デバイスのゲート制御用の同一の基本周波数を有する 4 つの固定パルスパターン ( P P ) を示す図である。

【図 4 A】本発明の実施形態による、 P P 1 の入力波形を有する単相 H ブリッジの 1 つの相の波形を示す図である。

【図 4 B】本発明の実施形態による、 P P 1 の入力波形を有する単相 H ブリッジの第 2 の相の波形を示す図である。

【図 4 C】本発明の実施形態による、 P P 1 の入力波形を有する単相 H ブリッジの第 3 の相の波形を示す図である。

【図 4 D】本発明の実施形態による、 P P 1 の入力波形を有する単相 H ブリッジの第 2 の相の ( 線間 ) 出力波形を示す図である。

【図 5 A】本発明の実施形態による、 P P 2 の入力波形を有する単相 H ブリッジの 1 つの相の波形を示す図である。

【図 5 B】本発明の実施形態による、 P P 2 の入力波形を有する単相 H ブリッジの第 2 の相の波形を示す図である。

【図 5 C】本発明の実施形態による、 P P 2 の入力波形を有する単相 H ブリッジの第 3 の相の波形を示す図である。

【図 5 D】本発明の実施形態による、 P P 2 の入力波形を有する単相 H ブリッジの第 2 の相の ( 線間 ) 出力波形を示す図である。

【図 6 A】本発明の実施形態による、 P P 3 の入力波形を有する単相 H ブリッジの 1 つの相の波形を示す図である。

【図 6 B】本発明の実施形態による、 P P 3 の入力波形を有する単相 H ブリッジの第 2 の相の波形を示す図である。

【図 6 C】本発明の実施形態による、 P P 3 の入力波形を有する単相 H ブリッジの第 3 の相の波形を示す図である。

【図 6 D】本発明の実施形態による、 P P 3 の入力波形を有する単相 H ブリッジの第 2 の相の ( 線間 ) 出力波形を示す図である。

【図 7 A】本発明の実施形態による、 P P 1 . 5 の入力波形を有する単相 H ブリッジの 1 つの相の波形を示す図である。

【図 7 B】本発明の実施形態による、 P P 1 . 5 の入力波形を有する単相 H ブリッジの第 2 の相の波形を示す図である。

【図 7 C】本発明の実施形態による、 P P 1 . 5 の入力波形を有する単相 H ブリッジの第 3 の相の波形を示す図である。

【図 7 D】本発明の実施形態による、 P P 1 . 5 の入力波形を有する単相 H ブリッジの第 2 の相の ( 線間 ) 出力波形を示す図である。

【図 8】本発明の実施形態による、発明により最適化された Z C N o t c h 2 切替波形を適用した 3 相 Y 字接続 H ブリッジコンバータの入力及び出力波形を示すグラフである。

【図 9 A】本発明の実施形態により、例示的な 6 M W の高速モータにモータ速度動作の全範囲にわたって電力供給するための本発明の制御戦略に基づく 3 相 Y 字接続 H ブリッジコンバータの位相の線間電圧に対するニュートラル電圧及び線間電流を示す図である。

【図 9 B】本発明の実施形態により、例示的な 6 M W の高速モータにモータ速度動作の全範囲にわたって電力供給するための本発明の制御戦略に基づく 3 相 Y 字接続 H ブリッジコンバータの位相の線間電圧に対するニュートラル電圧及び線間電流を示す図である。

【図 9 C】本発明の実施形態により、例示的な 6 M W の高速モータにモータ速度動作の全範囲にわたって電力供給するための本発明の制御戦略に基づく 3 相 Y 字接続 H ブリッジコンバータの位相の線間電圧に対するニュートラル電圧及び線間電流を示す図であ

10

20

30

40

50

る。

【図 9 D】本発明の実施形態により、例示的な 6 MW の高速モータにモータ速度動作の全範囲にわたって電力供給するための本発明の制御ストラテジーに基づく 3 相 Y 字接続 Hブリッジコンバータの位相の線間電圧に対するニュートラル電圧及び線間電流を示す図である。

【図 9 E】本発明の実施形態により、例示的な 6 MW の高速モータにモータ速度動作の全範囲にわたって電力供給するための本発明の制御ストラテジーに基づく 3 相 Y 字接続 Hブリッジコンバータの位相の線間電圧に対するニュートラル電圧及び線間電流を示す図である。

【図 9 F】本発明の実施形態により、例示的な 6 MW の高速モータにモータ速度動作の全範囲にわたって電力供給するための本発明の制御ストラテジーに基づく 3 相 Y 字接続 Hブリッジコンバータの位相の線間電圧に対するニュートラル電圧及び線間電流を示す図である。

10

【図 9 G】本発明の実施形態により、例示的な 6 MW の高速モータにモータ速度動作の全範囲にわたって電力供給するための本発明の制御ストラテジーに基づく 3 相 Y 字接続 Hブリッジコンバータの位相の線間電圧に対するニュートラル電圧及び線間電流を示す図である。

【図 9 H】本発明の実施形態により、例示的な 6 MW の高速モータにモータ速度動作の全範囲にわたって電力供給するための本発明の制御ストラテジーに基づく 3 相 Y 字接続 Hブリッジコンバータの位相の線間電圧に対するニュートラル電圧及び線間電流を示す図である。

20

【図 9 I】本発明の実施形態により、例示的な 6 MW の高速モータにモータ速度動作の全範囲にわたって電力供給するための本発明の制御ストラテジーに基づく 3 相 Y 字接続 Hブリッジコンバータの位相の線間電圧に対するニュートラル電圧及び線間電流を示す図である。

【図 9 J】本発明の実施形態により、例示的な 6 MW の高速モータにモータ速度動作の全範囲にわたって電力供給するための本発明の制御ストラテジーに基づく 3 相 Y 字接続 Hブリッジコンバータの位相の線間電圧に対するニュートラル電圧及び線間電流を示す図である。

【図 10】本発明の実施形態による、3 相モータの負荷を駆動させるための 3 脚、3 相コンバータブリッジを示す図である。

30

【図 11】本発明の実施形態による、電力コンバータに供給される例示的制御信号を示す図である。

【図 12】本発明の実施形態による、負荷に信号を供給する方法を例示するフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0013】

これより、添付図面を参照しながら、全てではないいくつかの実施形態に関連して本発明をさらに詳細に説明する。本発明は多様な形態で実施可能であって、本明細書に記載の実施形態に限られると解釈するべきではない。かかる実施形態を包含することは、適用される法的要件を満たしている。なお、全図面を通じて同様の参照番号で同様の構成要素を示す。

40

【0014】

本発明の以下の実施形態は、先行技術による切替波形に比して小さい電流及び低調波電圧の供給で、切替損失を最小限に抑えることによって、ブリッジ出力電力耐量が最大限に高まるよう、大型の高速交流モータ用に切替波形を調整できること及びノッチ又はゼロ電流ノッチ切替波形を供給できることをはじめ、多くの利点を有している。

【0015】

モータの力率に応じて、コンバータの出力電圧と負荷電流との関係が定まる。特定のモータの特定の力率に基づいてノッチ位置を調整し、ノッチ位置を最適化することで、切替

50

損失を最小限に抑えることができる。

【 0 0 1 6 】

本発明の例示的实施形態では、約 17,000 RPM で動作可能な 6 MW の高速電動モータへの適用に関連して記載されているが、本発明は高速交流モータに限らず、あらゆる交流モータへの適用が可能である。

【 0 0 1 7 】

大型モータの動作に関して、3相Y字接続Hブリッジコンバータには幾つかの基本的な同期切替方式が考えられる。切替方式により、モータを駆動させるための基本電圧出力周波数を設定する。(それぞれの脚部の中間点の間の)Hブリッジの1つの相の切替出力210には、図2Aに示すように、3段出力として周知の正の出力段、負の出力段、及びゼロ値の出力段を設定することができる。しかし、3相Y接続の構成では、(例えば位相Aから位相Bへの)線間出力電圧220は、図2Bに示すように、位相AのHブリッジと位相BのHブリッジからの段とを組み合わせると、5段出力となる。出力電圧の段数が大きいほど、正弦波がより忠実にシミュレートされるので、モータによる調波歪みが低減する。

10

【 0 0 1 8 】

図3に、同じ基本周波数を有する4つの固定パルスパターンを示す。個々のHブリッジの半導体スイッチに付与される固定パルスパターンは、電気角120度だけ離間し、その結果、位相間(例えば位相Aから位相B)の線間出力は電気角120度だけ離間する。調波歪みを改善するために、パルスパターンの基本周波数パルス360の近傍にノッチを挿入してもよい。ノッチ350を挿入するとブリッジ出力の有効切替周波数が増大する。パルスパターン1(PP1)300は基本周波数の等倍の有効切替周波数を有している。パルスパターン2(PP2)310は基本周波数の2倍の有効切替周波数を有している。パルスパターン3(PP3)320は基本周波数の3倍の有効切替周波数を有している。1サイクルおきにノッチが挿入されるパルスパターン1.5(PP1)340は、基本周波数の1.5倍の有効切替周波数を有している。

20

【 0 0 1 9 】

ノッチの挿入により切替速度が上昇すると、半導体スイッチでの切替損失が増加し、その結果、半導体スイッチが熱裕度により近づき、場合によっては動作の信頼性を損なうことがある。PP1は最小の有効切替周波数を有し、従って半導体スイッチの切替損失の発生は最小である。一方、PP1.5は最小の調波歪みを示し、同時にPP2やPP3よりも切替損失が少ない。

30

【 0 0 2 0 】

PP1、PP2、PP3及びPP1.5についてブリッジの2つの脚部間の位相、ノッチ幅、及びノッチ位置の効果の評価に関してさらに考察した。個々のHブリッジの各々の脚部について制御波形間の移相がゼロである場合は、異なるHブリッジへの制御波形の幾つかは特有のものではないことがあり、その結果、接続されているHブリッジ内の切替事象の幾つかが同時に発生するので、余分なパルスが出力されることはない。PP2の制御波形を使用する上述のコンバータでは、制御信号は特有なものになるが、切替事象の幾つかはHブリッジ内で同時に、かつ同じ方向で発生する。切替損失はHブリッジの両方の脚部で同時に、かつ同じ方向で発生し、出力波形には切替事象の利点が見られない。従って、個々のHブリッジの2つの脚部間で制御信号を移相させて、切替エッジにより出力波形に電圧変化を生じることができるようになることが望ましい。ブリッジの脚部間での移相によって、出力段階の変化のタイミングをずらし、より高い出力レベルを維持することができるので、出力挙動をより忠実にシミュレートし、歪みを低減することができる。図4A(5A、6A、7A)は、PP1(PP2、PP3、PP1.5)の入力波形を有する単相Hブリッジの1つの位相についての波形410(510、610、710)を示す。図4B(5B、6B、7B)は、PP1(PP2、PP3、PP1.5)の入力波形を有する単相Hブリッジの第2の位相についての波形420(520、620、720)を示す。図4C(5C、6C、7C)は、PP1(PP2、PP3、PP1.5)の入力波形を有する単相Hブリッジの出力電圧波形430(530、630、730)を示す。図4

40

50

D ( 5 D、6 D、7 D ) は、P P 1 ( P P 2、P P 3、P P 1 . 5 ) の入力波形を有する単相 H ブリッジについての ( 線間 ) 電圧出力波形 4 4 0 ( 5 4 0、6 4 0、7 4 0 ) を示す。図 5 D ( 7 D ) は、コンバータの ( 線間 ) 出力電圧 5 5 0 ( 7 5 0 ) 及び位相 A の線間電流 5 6 0 ( 7 6 0 ) を示す。

【 0 0 2 1 】

全調波歪み ( T H D ) を最小限に抑えるための最適な組み合わせを判定するため、制御信号における移相、ノッチ幅の選択及びノッチ位置の組み合わせを、P P 1、P P 2、P P 3 及び P P 1 . 5 についてモデル化した。P P 1 の入力波形は、ノッチを有さず、ブリッジ間に 3 0 度の移相がある。P P 2 の入力波形は、ブリッジ間の移相が無く、1 5 度のノッチ角度を有する。P P 3 の入力波形は、ブリッジ間に 1 0 度の移相があり、1 0 度のノッチ角度を有する。P P 1 . 5 の入力波形は、ブリッジ間に 3 0 度の移相があり、7 度のノッチ角度を有する。表 1 に、入力波形 P P 1、P P 2、P P 3 及び P P 1 . 5 について負荷電流での全調波歪みについてまとめる。P P 1 . 5 の制御波形において、負荷電流の T H D が最小となる。

【 0 0 2 2 】

【表 1】

パルスパターン	切替周波数	最小THD (負荷電流)
P P 1	基本周波数×1	2. 6 2 %
P P 2	基本周波数×2	2. 6 2 %
P P 3	基本周波数×3	2. 6 2 %
P P 1 . 5	基本周波数×1. 5	2. 4 9 %

【 0 0 2 3 】

H ブリッジの出力電流耐量に対するノッチの位置決めの効果を特定するための分析も行った。固定パルスパターンの反復的な性質により、H ブリッジの同じ脚部における上下の半導体の間で大幅に異なる、電力の定常損失と温度上昇とが生じる。極端な例を 1 つ挙げると、上部 I G C T は下部 I G C T よりも切替損失が大きく、下部ダイオードは上部ダイオードよりも逆回復損失が大きい。ノッチの位置を移動させることにより、切替損失を上部のデバイスから下部のデバイスに転嫁することができるものの、H ブリッジの同じ脚部内の上下の半導体の間の電力の定常損失と温度上昇にはかなりの差が残る。そこで、同じパルスパターンにおいてノッチを交互に配置することで、同じ有効周波数を維持しつつ、個々の H ブリッジの同じ脚部内の上下の半導体について温度をより均一にすることができる。

【 0 0 2 4 】

表 2 に、モータ周波数が 6 0 0 H z、遅れ力率が 0. 8 かつ、モータ電流が 8 1 5 A R M S の 6 M w で、モータに P P 1 . 5 の波形を適用した場合のノッチの位置決めによる上部 I G C T / ダイオードの最大応力、下部 I G C T / ダイオードの最大応力場合の I G C T 及びダイオードの電力損失及び温度、及び上部 I G C T / ダイオードと下部 I G C T / ダイオードとの平衡化の結果を示す。なお、I G C T はダイオードを実装した A B B 5 S H X 2 6 L 4 5 1 0 型である。電力半導体が最高温度に達しているとき、H ブリッジの脚部内の上下のデバイス間において半導体温度が不均衡となるので、ブリッジの定格電流が制限される。修正された P P 1 . 5 のパルスパターンでは、上述の P P 1 . 5 と同じ有効切替周波数を維持しつつ、調波歪みを抑制でき、しかも半導体の温度をより良好

に平衡化することができる。このパルスパターンによる温度平衡によって、ブリッジ内での出力電流が高まる。この例では特に、ノッチの配置を調整した P P 1 . 5 のパターンを適用することにより、ブリッジの出力電流は 8 1 5 アンペアから 9 1 9 アンペアに上昇する。これらのテストに適用される P P 1 . 5 のノッチパターンの例を、後出の図 1 1 にさらに示す。

【 0 0 2 5 】

【表 2】

デバイス	パラメータ	上部 I G C T / ダイオードへの最大負荷		下部 I G C T / ダイオードへの最大負荷		平衡された負荷への最大負荷	
		上部 I G C T / ダイオード	下部 I G C T / ダイオード	上部 I G C T / ダイオード	下部 I G C T / ダイオード	上部 I G C T / ダイオード	下部 I G C T / ダイオード
I G C T	ホットスポット温度	62.95 C	63.84 C	63.84 C	62.95 C	63.39 C	63.39 C
	デルタ温度	0.437 C	0.216 C	0.216 C	0.437 C	0.444 C	0.444 C
	平均温度	114.671 C	100.597 C	100.597 C	114.671 C	105.929 C	105.929 C
	最高温度	114.918 C	100.734	100.814 C	69.235 C	106.182 C	106.182 C
ダイオード	ホットスポット温度	62.95 C	63.84 C	101.70 C	69.255 C	63.39 C	63.39 C
	デルタ温度	0.040 C	0.519 C	0.519 C	0.040C	0.531 C	0.531 C
	平均温度	69.235 C	100.814	100.814 C	69.235 C	84.939 C	84.939 C
	最高温度	69.255 C	101.070	101.070 C	69.255 C	85.201 C	85.201 C
I G C T	スイッチオン損失	173.2 W	0.0 W	0.0 W	173.2 W	86.6 Q	86.6 W
	スイッチオフ損失	2224.6 W	1505.0 W	1505.0 W	2224.6 W	1864.8 W	1864.8 W
	導通損失	649.6W	656.7 W	656.7 W	649.6W	653.1 W	653.1 W
	漏れ損失	21.8 W	21.8 W	21.8 W	21.8 W	21.8 W	21.8 W
	全損失	3069.2 W	2183.4 W	2183.4 W	3069.2 W	2626.3 W	2626.3 W
ダイオード	逆回復損失	0.0 W	1002.5 W	1002.5 W	0.0 W	501.2 W	501.2 W
	導通損失	186.9 W	198.4 W	198.4 W	186.9 W	192.7 W	192.7 W
	漏れ損失	21.8 W	21.8 W	21.8 W	21.8 W	21.8 W	21.8 W
	全損失	208.7W	1222.7 W	1222.7 W	208.7 W	715.7 W	715.7 W

10

20

30

【 0 0 2 6 】

表 3 は、より高い出力電流に対応するため、前記の切替方式での 3 相 Y 字接続 H ブリッジの相対的な耐量を示している。P P 1 . 5 のパルスパターンにより、T H D が原型のパルスパターンにおける最小のものとなるだけでなく、例示的な 6 M w の H S E M において、M V A が最高のもとなる。さらに、同じノッチ幅を維持しつつ、ノッチ位置を変更することにより、P P 1 . 5 の切替パターンを有する H ブリッジの出力は、位置変更前の当初の 5 . 3 8 M V A の出力と比較して、6 . 2 8 M V A と上昇する。

【 0 0 2 7 】

【表 3】

パルスパターン	切替周波数	最小 T H D (負荷電流)	コンバータの最高 M V A (電流)
P P 1	基本周波数 × 1	2. 6 2 %	3. 6 8
P P 2	基本周波数 × 2	2. 6 2 %	5. 0 8
P P 3	基本周波数 × 3	2. 6 2 %	5. 3 8
P P 1 . 5	基本周波数 × 1. 5	2. 4 9 %	6. 2 8

40

【 0 0 2 8 】

50

本発明の一態様において、大型の高速電動モータ（HSEM）に電力を供給するため、3相Y字接続Hブリッジ用にゼロ電流切替波形を形成する。切替波形は、各々の半導体スイッチに与えられる切替波形上において、サイクルごとに2つのノッチを含んでいる。この切替波形はZC（ゼロ電流）ノッチ2と称される。なお、ZCノッチ2波形は、高速モータへの適用に限らず、より広範なモータ負荷にも適用可能である。さらに、ZCノッチ2波形を、図10に示すような3相ブリッジ全容量コンバータを含む他の多相半導体コンバータブリッジに適用することもできる。

【0029】

ZCノッチ2波形では、切替損失を最小限に抑え、ブリッジの出力電力耐量を最大限に高めるため、線間電流のゼロ交差又はその近傍にノッチを配置する。IGCTゲート駆動電力は、低電流での切替事象に対するゲート電荷が低いので低減され、その結果、IGCTゲート駆動回路の信頼性が高まる。

10

【0030】

ZCノッチ2波形により、基本周波数の2倍の有効切替周波数が生成される。その一方、半導体及びゲート駆動における電力散逸は、PP2及びPP3の入力波形の場合よりもなお少ない。さらにZCノッチ2波形を、Hブリッジの各脚部内の上下のデバイス間の電力半導体の損失が等化されるよう最適化することによって、表2のPP1.5の波形について上述のように、動作限度について裕度を得られる。さらに、Hブリッジに適用されるZCノッチ2切替波形の、全てのHブリッジの出力における出力電圧波形が対称で、偶数調波が除去されるという特性を維持できる。

20

【0031】

ブリッジ用の切替信号の制御は、マイクロプロセッサ、集積回路、フィールドプログラマブルゲートアレイ（FPGA）、又はその他の周知の電子回路によって可能である。

【0032】

図8は、本発明により最適化されたZCノッチ2波形を使用した3相Y字接続Hブリッジに対する入力及び出力波形を示すグラフである。ZCノッチ2波形には、負荷電流のゼロ交差からの指定の偏倚位置に指定の幅のノッチが組み込まれる。第1のグラフ800は、上部スイッチsa<sub>1u</sub>、sa<sub>2u</sub>、sb<sub>1u</sub>、sb<sub>2u</sub>、sc<sub>1u</sub>、及びsc<sub>2u</sub>（Hブリッジの位相A、位相B及び位相Cの脚部1及び脚部2の上部スイッチを表す）へのZCノッチ2信号を示す。第2のグラフ810は、Hブリッジの位相Aの脚部1及び脚部2の中間点の間の電圧を示す。第3のグラフ820は、位相Aの出力電圧とニュートラル電圧との間の電圧を示す。第4のグラフ830は、位相Aの出力と位相Bの出力との間の線間電圧を示す。第5のグラフ840は、負荷電流出力を示す。上部スイッチを確認するには図1を参照されたい。切替波形800上のノッチ850と、出力波形810、820、830上にノッチ860が見てとれる。

30

【0033】

表4A～4Iは、線間電流IA、VI-N、VI-I及びVブリッジ上に本発明によるZCノッチ2切替波形を有する場合の調波を最適化した結果を示す。表4Aは、電圧ゼロの位置から19度の位置に、ノッチ角2度のノッチを有する場合の調波の挙動を示す。表4Bは、電圧ゼロの位置から20度の位置に、ノッチ角2度のノッチを有する場合の調波の挙動を示す。表4Cは、電圧ゼロの位置から21度の位置に、ノッチ角2度のノッチを有する場合の調波の挙動を示す。表4Dは、電圧ゼロの位置から18度の位置に、ノッチ角4度のノッチを有する場合の調波の挙動を示している。表4Eは、電圧ゼロの位置から20度の位置に、ノッチ角4度のノッチを有する場合の調波の挙動を示す。表4Fは、電圧ゼロの位置から21度の位置に、ノッチ角4度のノッチを有する場合の調波の挙動を示す。表4Gは、電圧ゼロの位置から20度の位置に、ノッチ角6度のノッチを有する場合の調波の挙動を示す。表4Hは、電圧ゼロの位置から20.4度の位置に、ノッチ角3.4度のノッチを有する場合の調波の挙動を示す。

40

【0034】

【表 4 A】

線間電流 I <sub>A</sub>		電圧 V <sub>L-n</sub>		電圧 V <sub>L-l</sub>		ブリッジ電圧 V <sub>bridge</sub>	
全調波歪み THD	2.25%	全調波歪み THD	17.54%	全調波歪み THD	17.51%	全調波歪み THD	31.73%
基本調波 (A rms)	963.71	基本調波 (A rms)	2415.47	基本調波 (V rms)	4185	基本調波 (V rms)	2418.81
第 2 調波	0.12%	第 2 調波	0.22%	第 2 調波	0.25%	第 2 調波	0.32%
第 3 調波	0.05%	第 3 調波	0.05%	第 3 調波	0.10%	第 3 調波	23.01%
第 4 調波	0.04%	第 4 調波	0.27	第 4 調波	0.23%	第 4 調波	0.32%
第 5 調波	1.10%	第 5 調波	3.58%	第 5 調波	3.67%	第 5 調波	3.62%
第 6 調波	0.00%	第 6 調波	0.22%	第 6 調波	0.11%	第 6 調波	0.32%
第 7 調波	1.25%	第 7 調波	5.21%	第 7 調波	5.16%	第 7 調波	5.21%
第 8 調波	0.02%	第 8 調波	0.27%	第 8 調波	0.22%	第 8 調波	0.32%
第 9 調波	0.02%	第 9 調波	0.09%	第 9 調波	0.14%	第 9 調波	8.38%
第 1 0 調波	0.13%	第 1 0 調波	0.22%	第 1 0 調波	0.25%	第 1 0 調波	0.32%
第 1 1 調波	1.20%	第 1 1 調波	7.95%	第 1 1 調波	7.95%	第 1 1 調波	8.07%
第 1 2 調波	0.00%	第 1 2 調波	0.11%	第 1 2 調波	0.08%	第 1 2 調波	0.32%
第 1 3 調波	0.74%	第 1 3 調波	5.96%	第 1 3 調波	5.94%	第 1 3 調波	5.91%
第 1 4 調波	0.02%	第 1 4 調波	0.22%	第 1 4 調波	0.25%	第 1 4 調波	0.32%
第 1 5 調波	0.01%	第 1 5 調波	0.06%	第 1 5 調波	0.10%	第 1 5 調波	3.43%
第 1 6 調波	0.11%	第 1 6 調波	0.27%	第 1 6 調波	0.23%	第 1 6 調波	0.32%
第 1 7 調波	0.20%	第 1 7 調波	1.98%	第 1 7 調波	1.99%	第 1 7 調波	2.01%
第 1 8 調波	0.00%	第 1 8 調波	0.22%	第 1 8 調波	0.11%	第 1 8 調波	0.32%
第 1 9 調波	0.17%	第 1 9 調波	1.97%	第 1 9 調波	1.98%	第 1 9 調波	1.96%

10

20

【 0 0 3 5 】

【表 4 B】

線間電流 IA		電圧 V <sub>Ln</sub>		電圧 V <sub>L-l</sub>		ブリッジ電圧 V <sub>bridge</sub>	
全調波歪み	2.23%	全調波歪み	17.90%	全調波歪み	17.83%	全調波歪み	31.73%
THD		THD		THD		THD	
基本調波 (A rms)	963.39	基本調波 (A rms)	2411.31	基本調波 (V rms)	4172.16	基本調波 (V rms)	2412.78
第 2 調波	0.12%	第 2 調波	0.22%	第 2 調波	0.25%	第 2 調波	0.32%
第 3 調波	0.05%	第 3 調波	0.39%	第 3 調波	0.39%	第 3 調波	22.46%
第 4 調波	0.04%	第 4 調波	0.27%	第 4 調波	0.23%	第 4 調波	0.32%
第 5 調波	1.12%	第 5 調波	3.24%	第 5 調波	3.35%	第 5 調波	3.11%
第 6 調波	0.00%	第 6 調波	0.22%	第 6 調波	0.11%	第 6 調波	0.32%
第 7 調波	1.22%	第 7 調波	5.44%	第 7 調波	5.19%	第 7 調波	5.59%
第 8 調波	0.02%	第 8 調波	0.27%	第 8 調波	0.23%	第 8 調波	0.32%
第 9 調波	0.02%	第 9 調波	0.36%	第 9 調波	0.26%	第 9 調波	8.17%
第 1 0 調波	0.03%	第 1 0 調波	0.22%	第 1 0 調波	0.26%	第 1 0 調波	0.32%
第 1 1 調波	1.15%	第 1 1 調波	7.41%	第 1 1 調波	7.64%	第 1 1 調波	7.38%
第 1 2 調波	0.00%	第 1 2 調波	0.11%	第 1 2 調波	0.08%	第 1 2 調波	0.32%
第 1 3 調波	0.73%	第 1 3 調波	5.52%	第 1 3 調波	5.65%	第 1 3 調波	5.26%
第 1 4 調波	0.02%	第 1 4 調波	0.22%	第 1 4 調波	0.25%	第 1 4 調波	0.32%
第 1 5 調波	0.01%	第 1 5 調波	0.45%	第 1 5 調波	0.47%	第 1 5 調波	3.63%
第 1 6 調波	0.01%	第 1 6 調波	0.27%	第 1 6 調波	0.23%	第 1 6 調波	0.32%
第 1 7 調波	0.24%	第 1 7 調波	2.68%	第 1 7 調波	2.52%	第 1 7 調波	2.92%
第 1 8 調波	0.00%	第 1 8 調波	0.22%	第 1 8 調波	0.11%	第 1 8 調波	0.32%
第 1 9 調波	0.13%	第 1 9 調波	1.88%	第 1 9 調波	1.72%	第 1 9 調波	1.99%

10

20

30

【 0 0 3 6 】

【表 4 C】

線間電流 IA		電圧 VI-n		電圧 VI-1		ブリッジ電圧 V <sub>bridge</sub>	
全調波歪み THD	2.23%	全調波歪み THD	18.00%	全調波歪み THD	17.90%	全調波歪み THD	31.96%
基本調波 (A rms)	963.07	基本調波 (A rms)	2408.85	基本調波 (V rms)	4182.23	基本調波 (V rms)	2417.21
第 2 調波	0.12%	第 2 調波	0.22%	第 2 調波	0.25%	第 2 調波	0.32%
第 3 調波	0.05%	第 3 調波	0.25%	第 3 調波	0.10%	第 3 調波	22.92%
第 4 調波	0.04%	第 4 調波	0.27%	第 4 調波	0.23%	第 4 調波	0.32%
第 5 調波	1.15%	第 5 調波	3.55%	第 5 調波	3.80%	第 5 調波	3.76%
第 6 調波	0.00%	第 6 調波	0.22%	第 6 調波	0.11%	第 6 調波	0.32%
第 7 調波	1.18%	第 7 調波	4.91%	第 7 調波	4.86%	第 7 調波	4.91%
第 8 調波	0.02%	第 8 調波	0.27%	第 8 調波	0.22%	第 8 調波	0.32%
第 9 調波	0.02%	第 9 調波	0.26%	第 9 調波	0.13%	第 9 調波	7.75%
第 1 0 調波	0.03%	第 1 0 調波	0.22%	第 1 0 調波	0.25%	第 1 0 調波	0.32%
第 1 1 調波	1.12%	第 1 1 調波	7.46%	第 1 1 調波	7.40%	第 1 1 調波	7.50%
第 1 2 調波	0.00%	第 1 2 調波	0.11%	第 1 2 調波	0.08%	第 1 2 調波	0.32%
第 1 3 調波	0.74%	第 1 3 調波	5.97%	第 1 3 調波	6.00%	第 1 3 調波	5.96%
第 1 4 調波	0.02%	第 1 4 調波	0.22%	第 1 4 調波	0.25%	第 1 4 調波	0.32%
第 1 5 調波	0.01%	第 1 5 調波	0.14%	第 1 5 調波	0.13%	第 1 5 調波	4.35%
第 1 6 調波	0.01%	第 1 6 調波	0.27%	第 1 6 調波	0.23%	第 1 6 調波	0.32%
第 1 7 調波	0.27%	第 1 7 調波	2.73%	第 1 7 調波	2.81%	第 1 7 調波	2.53%
第 1 8 調波	0.00%	第 1 8 調波	0.22%	第 1 8 調波	0.11%	第 1 8 調波	0.32%
第 1 9 調波	0.09%	第 1 9 調波	1.11%	第 1 9 調波	1.12%	第 1 9 調波	1.07%

10

20

30

【 0 0 3 7 】

【表 4 D】

線間電流 IA		電圧 V <sub>L-n</sub>		電圧 V <sub>L-l</sub>		ブリッジ電圧 V <sub>bridge</sub>	
全調波歪み	2.23%	全調波歪み	18.1%	全調波歪み	18.04%	全調波歪み	31.41%
THD		THD		THD		THD	
基本調波 (A rms)	958.17	基本調波 (A rms)	2400.66	基本調波 (V rms)	4159.91	基本調波 (V rms)	2403.7
第 2 調波	0.12%	第 2 調波	0.22%	第 2 調波	0.25%	第 2 調波	0.32%
第 3 調波	0.05%	第 3 調波	0.11%	第 3 調波	0.17%	第 3 調波	22.92%
第 4 調波	0.04%	第 4 調波	0.27%	第 4 調波	0.23%	第 4 調波	0.32%
第 5 調波	0.57%	第 5 調波	1.81%	第 5 調波	1.85%	第 5 調波	3.76%
第 6 調波	0.00%	第 6 調波	0.22%	第 6 調波	0.11%	第 6 調波	0.32%
第 7 調波	1.62%	第 7 調波	6.87%	第 7 調波	6.78%	第 7 調波	4.91%
第 8 調波	0.02%	第 8 調波	0.27%	第 8 調波	0.23%	第 8 調波	0.32%
第 9 調波	0.02%	第 9 調波	0.16%	第 9 調波	0.13%	第 9 調波	7.75%
第 1 0 調波	0.03%	第 1 0 調波	0.22%	第 1 0 調波	0.26%	第 1 0 調波	0.32%
第 1 1 調波	1.10%	第 1 1 調波	7.20%	第 1 1 調波	7.27%	第 1 1 調波	7.50%
第 1 2 調波	0.00%	第 1 2 調波	0.11%	第 1 2 調波	0.08%	第 1 2 調波	0.32%
第 1 3 調波	0.53%	第 1 3 調波	4.27%	第 1 3 調波	4.40%	第 1 3 調波	5.96%
第 1 4 調波	0.02%	第 1 4 調波	0.22%	第 1 4 調波	0.25%	第 1 4 調波	0.32%
第 1 5 調波	0.01%	第 1 5 調波	0.29%	第 1 5 調波	0.33%	第 1 5 調波	4.35%
第 1 6 調波	0.01%	第 1 6 調波	0.27%	第 1 6 調波	0.23%	第 1 6 調波	0.32%
第 1 7 調波	0.33%	第 1 7 調波	3.43%	第 1 7 調波	3.47%	第 1 7 調波	2.53%
第 1 8 調波	0.00%	第 1 8 調波	0.22%	第 1 8 調波	0.11%	第 1 8 調波	0.32%
第 1 9 調波	0.29%	第 1 9 調波	3.32%	第 1 9 調波	3.26%	第 1 9 調波	1.07%

10

20

30

【 0 0 3 8 】

【表 4 E】

線間電流 I <sub>A</sub>		電圧 V <sub>L-n</sub>		電圧 V <sub>L-l</sub>		ブリッジ電圧 V <sub>bridge</sub>	
全調波歪み THD	2.17%	全調波歪み THD	18.73%	全調波歪み THD	18.70%	全調波歪み THD	31.72%
基本調波 (A rms)	956.95	基本調波 (A rms)	2398.19	基本調波 (V rms)	4155.07	基本調波 (V rms)	2401.56
第 2 調波	0.12%	第 2 調波	0.22%	第 2 調波	0.25%	第 2 調波	0.32%
第 3 調波	0.05%	第 3 調波	0.04%	第 3 調波	0.09%	第 3 調波	21.39%
第 4 調波	0.04%	第 4 調波	0.27%	第 4 調波	0.23%	第 4 調波	0.32%
第 5 調波	0.72%	第 5 調波	2.17%	第 5 調波	2.26%	第 5 調波	2.23%
第 6 調波	0.00%	第 6 調波	0.22%	第 6 調波	0.11%	第 6 調波	0.32%
第 7 調波	1.52%	第 7 調波	6.53%	第 7 調波	6.50%	第 7 調波	6.54%
第 8 調波	0.02%	第 8 調波	0.27%	第 8 調波	0.23%	第 8 調波	0.32%
第 9 調波	0.02%	第 9 調波	0.13%	第 9 調波	0.16%	第 9 調波	8.10%
第 1 0 調波	0.03%	第 1 0 調波	0.22%	第 1 0 調波	0.26%	第 1 0 調波	0.32%
第 1 1 調波	0.92%	第 1 1 調波	6.16%	第 1 1 調波	6.22%	第 1 1 調波	6.33%
第 1 2 調波	0.00%	第 1 2 調波	0.11%	第 1 2 調波	0.08%	第 1 2 調波	0.32%
第 1 3 調波	0.55%	第 1 3 調波	4.35%	第 1 3 調波	4.26%	第 1 3 調波	4.23%
第 1 4 調波	0.02%	第 1 4 調波	0.22%	第 1 4 調波	0.25%	第 1 4 調波	0.32%
第 1 5 調波	0.01%	第 1 5 調波	0.19%	第 1 5 調波	0.17%	第 1 5 調波	4.15%
第 1 6 調波	0.01%	第 1 6 調波	0.27%	第 1 6 調波	0.23%	第 1 6 調波	0.32%
第 1 7 調波	0.42%	第 1 7 調波	4.21%	第 1 7 調波	4.14%	第 1 7 調波	4.22%
第 1 8 調波	0.00%	第 1 8 調波	0.22%	第 1 8 調波	0.11%	第 1 8 調波	0.32%
第 1 9 調波	0.21%	第 1 9 調波	2.62%	第 1 9 調波	2.79%	第 1 9 調波	2.69%

10

20

【 0 0 3 9 】

【表 4 F】

線間電流 IA		電圧 V <sub>Ln</sub>		電圧 V <sub>L1</sub>		ブリッジ電圧 V <sub>bridge</sub>	
全調波歪み THD	2.18%	全調波歪み THD	19.20%	全調波歪み THD	19.18%	全調波歪み THD	32.03%
基本調波 (A rms)	956.35	基本調波 (A rms)	2396.12	基本調波 (V rms)	4151.38	基本調波 (V rms)	2399.42
第 2 調波	0.12%	第 2 調波	0.22%	第 2 調波	0.25%	第 2 調波	0.32%
第 3 調波	0.05%	第 3 調波	0.07%	第 3 調波	0.09%	第 3 調波	21.28%
第 4 調波	0.04%	第 4 調波	0.27%	第 4 調波	0.23%	第 4 調波	0.32%
第 5 調波	0.81%	第 5 調波	2.57%	第 5 調波	2.66%	第 5 調波	2.63%
第 6 調波	0.00%	第 6 調波	0.22%	第 6 調波	0.11%	第 6 調波	0.32%
第 7 調波	1.46%	第 7 調波	6.29%	第 7 調波	6.15%	第 7 調波	6.19%
第 8 調波	0.02%	第 8 調波	0.27%	第 8 調波	0.23%	第 8 調波	0.32%
第 9 調波	0.02%	第 9 調波	0.06%	第 9 調波	0.14%	第 9 調波	7.27%
第 1 0 調波	0.03%	第 1 0 調波	0.22%	第 1 0 調波	0.26%	第 1 0 調波	0.32%
第 1 1 調波	0.86%	第 1 1 調波	5.71%	第 1 1 調波	5.61%	第 1 1 調波	5.69%
第 1 2 調波	0.00%	第 1 2 調波	0.11%	第 1 2 調波	0.08%	第 1 2 調波	0.32%
第 1 3 調波	0.62%	第 1 3 調波	4.88%	第 1 3 調波	4.99%	第 1 3 調波	4.93%
第 1 4 調波	0.02%	第 1 4 調波	0.22%	第 1 4 調波	0.25%	第 1 4 調波	0.32%
第 1 5 調波	0.01%	第 1 5 調波	0.08%	第 1 5 調波	0.20%	第 1 5 調波	5.44%
第 1 6 調波	0.01%	第 1 6 調波	0.27%	第 1 6 調波	0.23%	第 1 6 調波	0.32%
第 1 7 調波	0.45%	第 1 7 調波	4.51%	第 1 7 調波	4.69%	第 1 7 調波	4.75%
第 1 8 調波	0.00%	第 1 8 調波	0.22%	第 1 8 調波	0.11%	第 1 8 調波	0.32%
第 1 9 調波	0.19%	第 1 9 調波	2.46%	第 1 9 調波	2.43%	第 1 9 調波	2.30%

10

20

30

【 0 0 4 0 】

【表 4 G】

線間電流 IA		電圧 V <sub>L-n</sub>		電圧 V <sub>L-l</sub>		ブリッジ電圧 V <sub>bridge</sub>	
全調波歪み THD	2.23%	全調波歪み THD	18.00%	全調波歪み THD	17.90%	全調波歪み THD	31.96%
基本調波 (A rms)	949.33	基本調波 (A rms)	2377.52	基本調波 (V rms)	4119.12	基本調波 (V rms)	2380.82
第 2 調波	0.12%	第 2 調波	0.23%	第 2 調波	0.26%	第 2 調波	0.32%
第 3 調波	0.04%	第 3 調波	0.07%	第 3 調波	0.08%	第 3 調波	19.58%
第 4 調波	0.04%	第 4 調波	0.27	第 4 調波	0.23%	第 4 調波	0.32%
第 5 調波	0.92%	第 5 調波	2.85%	第 5 調波	2.96%	第 5 調波	2.98%
第 6 調波	0.00%	第 6 調波	0.22%	第 6 調波	0.11%	第 6 調波	0.32%
第 7 調波	1.74%	第 7 調波	7.61%	第 7 調波	7.45%	第 7 調波	7.46%
第 8 調波	0.02%	第 8 調波	0.27%	第 8 調波	0.23%	第 8 調波	0.32%
第 9 調波	0.02%	第 9 調波	0.06%	第 9 調波	0.16%	第 9 調波	6.75%
第 10 調波	0.03%	第 10 調波	0.22%	第 10 調波	0.26%	第 10 調波	0.32%
第 11 調波	0.59%	第 11 調波	3.89%	第 11 調波	3.78%	第 11 調波	3.62%
第 12 調波	0.00%	第 12 調波	0.11%	第 12 調波	0.19%	第 12 調波	0.32%
第 13 調波	0.67%	第 13 調波	5.40%	第 13 調波	5.51%	第 13 調波	5.40%
第 14 調波	0.02%	第 14 調波	0.22%	第 14 調波	0.25%	第 14 調波	0.32%
第 15 調波	0.02%	第 15 調波	0.08%	第 15 調波	0.27%	第 15 調波	7.35%
第 16 調波	0.01%	第 16 調波	0.28%	第 16 調波	0.23%	第 16 調波	0.32%
第 17 調波	0.61%	第 17 調波	6.15%	第 17 調波	6.35%	第 17 調波	6.44%
第 18 調波	0.00%	第 18 調波	0.22%	第 18 調波	0.11%	第 18 調波	0.32%
第 19 調波	0.29%	第 19 調波	3.68%	第 19 調波	3.67%	第 19 調波	3.52%

10

20

30

【 0 0 4 1 】

【表 4 H】

線間電流 I <sub>A</sub>		電圧 V <sub>l-n</sub>		電圧 V <sub>l-l</sub>		ブリッジ電圧 V <sub>bridge</sub>	
全調波歪み THD	2.16%	全調波歪み THD	18.57%	全調波歪み THD	18.54%	全調波歪み THD	31.87%
基本調波 (A rms)	958.71	基本調波 (A rms)	2402.96	基本調波 (V rms)	4163.34	基本調波 (V rms)	2406.33
第 2 調波	0.12%	第 2 調波	0.22%	第 2 調波	0.25%	第 2 調波	0.32%
第 3 調波	0.05%	第 3 調波	0.04%	第 3 調波	0.09%	第 3 調波	21.88%
第 4 調波	0.04%	第 4 調波	0.27	第 4 調波	0.23%	第 4 調波	0.32%
第 5 調波	0.84%	第 5 調波	2.69%	第 5 調波	2.79%	第 5 調波	2.74%
第 6 調波	0.00%	第 6 調波	0.22%	第 6 調波	0.11%	第 6 調波	0.32%
第 7 調波	1.41%	第 7 調波	5.92%	第 7 調波	5.88%	第 7 調波	5.92%
第 8 調波	0.02%	第 8 調波	0.27%	第 8 調波	0.23%	第 8 調波	0.32%
第 9 調波	0.02%	第 9 調波	0.11%	第 9 調波	0.14%	第 9 調波	7.80%
第 1 0 調波	0.03%	第 1 0 調波	0.22%	第 1 0 調波	0.26%	第 1 0 調波	0.32%
第 1 1 調波	0.97%	第 1 1 調波	6.41%	第 1 1 調波	6.46%	第 1 1 調波	6.56%
第 1 2 調波	0.00%	第 1 2 調波	0.11%	第 1 2 調波	0.08%	第 1 2 調波	0.32%
第 1 3 調波	0.61%	第 1 3 調波	4.97%	第 1 3 調波	4.90%	第 1 3 調波	4.86%
第 1 4 調波	0.02%	第 1 4 調波	0.22%	第 1 4 調波	0.25%	第 1 4 調波	0.32%
第 1 5 調波	0.01%	第 1 5 調波	0.16%	第 1 5 調波	0.16%	第 1 5 調波	4.36%
第 1 6 調波	0.01%	第 1 6 調波	0.27%	第 1 6 調波	0.23%	第 1 6 調波	0.32%
第 1 7 調波	0.38%	第 1 7 調波	3.85%	第 1 7 調波	3.80%	第 1 7 調波	3.86%
第 1 8 調波	0.00%	第 1 8 調波	0.22%	第 1 8 調波	0.11%	第 1 8 調波	0.32%
第 1 9 調波	0.17%	第 1 9 調波	2.01%	第 1 9 調波	2.17%	第 1 9 調波	2.07%

10

20

30

## 【 0 0 4 2 】

それぞれの用途ごとの最大電流において、ZCノッチ2切替波形を有するPP1.5の切替波形の熱挙動を比較する分析を行った。SABER分析を用いた以下の例では、ZCノッチ2切替波形により変調された600Hzの正弦波と、PP1.5のPP切替波形により変調された600Hzの正弦波とを比較した。例えば、3相Y字接続Hブリッジでは、Eupec社製のD1331SHダイオードを有する、EoffがRCスナバにより22.5%低減されたABB 5SHX 35L4511 IGBTを使用した。システムパラメータとして、2800VDCリンクを有する3300VAC 0.8PFモータと、40℃の水温と、115℃の最大接合温度を含めた。そして、表5に示す分析結果を得た。ZCノッチ2波形での切替の結果、PP1.5の波形と比較して低いIGBTの全電力損失、同等のIGBT温度、同等のダイオード温度、及び僅かに高いが許容し得るダイオード損失が生じた。表6では、Hブリッジ動作のSABER分析で用いたパラメータと同じパラメータを用いた。ZCノッチ2波形により、半導体切替デバイス用のPP1.5の切替波形と同等の熱挙動が生じた。その一方、1373アンペアにおけるPP1.5の波形と比較して、ZCノッチ2波形を1463アンペアにおいてテストすると、表7に示すようにZCノッチ2を使用することでより大きいMVA耐量が得られた。

40

## 【 0 0 4 3 】

【表 5】

デバイス	パラメータ	Cノッチ2パルスパターンで 変調された600Hzの正弦 波	PP1.5で変調された600 Hzの正弦波
IGCT	ホットスポット温度	68.74 C	68.83 C
	デルタ温度	0.23 C	0.025 C
	平均温度	114.81 C	114.81 C
	最高温度	114.94 C	114.94 C
ダイオード	ホットスポット温度	48.85 C	47.73 C
	デルタ温度	0.17 C	0.26 C
	平均温度	63.65 C	61.21 C
	最高温度	63.74 C	61.33 C
IGCT	オン切替損失	32.4 W	44.5 W
	オフ切替損失	2606.4 W	2747.4 W
	導通損失	1423.1 W	1283.7 W
	漏れ損失	43.6 W	43.6 W
	全損失	4105.5 W	4119.2 W
ダイオード	逆回復損失	819.6 W	670.3 W
	導通損失	314.5 W	303.0 W
	漏れ損失	130.7 W	130.7 W
	全損失	1264.8 W	1104.0 W

10

20

【 0 0 4 4 】

【表 6】

パラメータ	ZCノッチ2	PP1.5	単位
Vbus実電圧	2800	2800	V
電流	1463	1373	A RMS
電圧L-L	4206	4206	V RMS
力率	0.63	0.63	
出力周波数	600	600	Hz
切替周波数	1200	900	Hz
IGCT導通電圧	1.4	1.4	V
IGCT導通応答	0.0007	0.0007	オーム
IGCTオン切替損失	0.324	0.324	・・・におけるジュール
IGCTオフ切替損失	4.038	4.038	・・・におけるジュール
IGCT熱tau	0.25	0.25	秒
IGCT熱応答J-hs	0.0115	0.0115	C/W
ダイオード導通電圧	1.2	1.2	ボルト
ダイオード導通応答	0.0014	0.0014	オーム
ダイオード熱応答tau	0.2	0.2	秒
ダイオード熱応答J-hs	0.01105	0.01105	C/W
水温	40	40	度
熱抵抗HS水	0.007	0.007	C/W
電力潮流	線から	線から	
力率	ラギング	ラギング	

10

20

【0045】

30

【表 7】

パルスパターン	切替周波数	最小THD (電流)	最大コンバータMVA
PP1.5	基本×1	2.49%	6.28
ZCノッチ2	基本×2	2.16%	6.69

【0046】

さらに、本発明の別の態様は、モータ速度の全範囲にわたってTHDを最適化するためのモータ制御方式を含んでいる。このとき、あらゆる速度範囲の動作において、THDを最小限に抑えるためにZCノッチ2切替信号を適用することができる。例えば、6MWの高速電動モータについて、各々の動作ポイントにおいてSABERによるシミュレーションを行い、電流調波を計算するために電圧をスプレッドシートにエクスポートし、各シミュレーションによる波形を記録した。動作速度が約10%から約60%の場合、正弦三角式変調によるパルス幅変調(PWM)方式により最小のTHDを生じた。約70%から90%の動作の場合、ZCノッチ2切替波形を適用すると、最小のTHDを生じた。100%の速度では、ノッチなしの同期切替を適用した。

40

【0047】

図9A~9Jは、3相Y字接続Hブリッジコンバータの位相でのニュートラル電圧(Va-Vn)に対する線間電圧と線間電流(ia)910とを示す。このとき、ブリッジは例示的な高速6MWモータを全速度範囲にわたって駆動させている。表8に、コンバータ

50

のパラメータ、制御ストラテジー及び例示的な 6 MW 高速電動モータの全速度範囲にわたる THD 挙動をまとめる。

【 0 0 4 8 】

【表 8】

速度	出力電圧 V L-L	モータ周波 数 Hz	モータ入力 MW	基本電流 A RMS	全電流 A RMS	電流 THD	変調
100%	4160	566.67	6.205	1068	1069	2.14%	ノッチなし
90%	3744	510	4.523	865	866	4.42%	ZC ノッチ 2
80%	3328	453.33	3.177	684	685	5.52%	ZC ノッチ 2
70%	2912	396.67	2.128	523	525	8.18%	ZC ノッチ 2
60%	2496	340	1.340	384	398	26.8%	1000HzPWM
50%	2080	283.33	0.776	267	303	54.0%	1000HzPWM
40%	1664	226.67	0.397	171	202	63.3%	1000HzPWM
30%	1248	170	0.168	96	134	97.4%	1000HzPWM
20%	832	113.33	0.050	43	91	185.9%	1000HzPWM
10%	416	56.67	0.006	11	64	571.7%	1000HzPWM

10

20

【 0 0 4 9 】

この分析では、例示的な 6 MW H S E M に関連して記載してきたが、Z C ノッチ 2 切替信号を他の定格において H S M E に適用することも、本発明の範囲において可能である。

【 0 0 5 0 】

図 10 は、3 相モータ負荷 1095 を駆動させるための、例示的な簡略化された 3 脚 3 相ブリッジコンバータ 1000 を示す。コンバータ 1000 の各々の相は、キャパシタ 1030 で示す直流成形回路を有する電力ソース/シンク 1020 を含む。電力ソース/シンク 1020 と、キャパシタ 1030 で示す直流電力成形回路とにより、ブリッジの半導体スイッチ 1040 への直流リンク電圧を生じる。上述のとおり、ダイオードを実装した絶縁ゲートバイポーラトランジスタ ( I G B T ) を用いて、例えば半導体ブリッジ 1050 の各脚部を構成して良いが、集積ゲート整流サイリスタ ( I G C T ) 又は金属酸化膜半導体電界効果型パワートランジスタ ( M O S F E T ) などの他の電力半導体スイッチを代わりに使用しても良い。電力半導体スイッチの種類は分析において重要ではない。各々のブリッジは、3 つの脚部 1065、1075、及び 1085 を含む。各々の位相出力、すなわち位相 A 1060、位相 B 1070 及び位相 C 1080 は、それぞれの出力ブリッジ脚部の中間点 1055 に接続される。Z C ノッチ 2 切替波形を、半導体スイッチ 1040 用の切替制御入力手段 1045 に供給してもよい。さらに、Z C ノッチ 2 切替波形を上述の 3 相 Y 字接続 H ブリッジコンバータ、その他の標準的な半導体ブリッジコンバータ及び多相半導体 H ブリッジコンバータに適用してもよい。

30

40

【 0 0 5 1 】

図 11 は、また別のゲート制御信号の例を示す。この信号は、温度平衡、切替損失又は電力損失、又は調波歪みのうちの少なくとも 1 つを改善するために調整されたノッチ位置を有するが、波形が Z C ノッチ 2 切替波形とは異なる、負荷に電力を供給するためにコントローラに送ることができる信号である。このゲート制御信号は、切替パターンの基本周波数の約 1.5 倍の切替周波数を有する切替パターン 1110 (例えば図 3 を参照して上

50

述した P P 1 . 5 ) を含んでいる。上述のとおり、ゲート制御の切替パターン 1 1 1 0 には、少なくとも 2 つのノッチ 1 1 2 0、1 1 3 0 を含めることができる。切替パターン 1 1 1 0 のノッチ 1 1 2 0、1 1 3 0 は、例えばノッチを約 3 6 0 度以上かつ約 7 2 0 度未満離隔して配置するなどして、切替周波数が基本周波数の約 1 . 5 倍になるように位置決めされる。図 1 1 に示すように、第 2 のノッチ 1 1 3 0 は第 1 のノッチ 1 1 2 0 から約 5 6 0 度に位置決めされている。しかし、ゲート制御信号の他の例示的实施形態として、切替パターン 1 1 1 0 が、基本周波数のほぼ等倍から 2 倍の間になるように定められたノッチ幅を有していてもよく、基本周波数に対して厳密に又は実質的に 1 . 5 倍である必要はない。ノッチ 1 1 2 0、1 1 3 0 のノッチ幅はいかなる幅でもよいが、ある例示的实施形態では、このノッチ幅は約 0 . 1 度から約 2 0 度の間において変化し得る。

10

#### 【 0 0 5 2 】

図 1 1 に示すように、例示的切替パターン 1 1 1 0 は、ノッチ 1 1 3 0 による切替事象が、ゲート制御信号の基準電圧 ( 「 V r e f 」 ) 1 1 4 0 の正の勾配で生じ、引き続き次のノッチ 1 1 2 0 により V r e f の負の勾配で生じるように位置決めされたノッチ 1 1 2 0、1 1 3 0 を有する。ノッチ 1 1 2 0、1 1 3 0 をこのように位置決めし、V r e f 1 1 4 0 が有する正の勾配と負の勾配との間で交互に配置することにより、コントローラ半導体の上下の I G C T 及び / 又はダイオード間の切替損失、ピーク温度、及びひいては電力損失がより平衡化される。これに対して、V r e f 1 1 4 0 が負である場合 ( 又は代わりに V r e f 1 1 4 0 が正である場合 ) にノッチが常に出現するようにこれらを位置決めする切替パターンは、同じ対のダイオードに応力を加え続け、ピーク温度と切替損失の発生を増大させる。上述の表 2 は、不均衡な切替パターン ( 例えば、V r e f 1 1 4 0 が正である場合、又は V r e f 1 1 4 0 が負である場合に常にノッチが配置されるとき )、又は図 1 1 に示す例示的切替パターンでコントローラを制御することによる、I G C T 及びダイオードへの影響をさらに示す。

20

#### 【 0 0 5 3 】

図 1 2 は、本発明の例示的实施形態による負荷に信号を供給する方法 1 2 0 0 の一例のフローチャートである。このとき、例えば負荷に電力を供給するために使用される電力信号など、適宜のものであればいかなる信号でも負荷に供給しても良いことが理解できよう。

#### 【 0 0 5 4 】

方法 1 2 0 0 はブロック 1 2 1 0 から開始される。ブロック 1 2 1 0 では、コンバータ 1 0 0 0 などの電力コンバータを準備する。本発明の実施形態により、適宜のものであればいかなるコンバータを適用しても良いことが理解できよう。一実施形態では、入力電力信号も電力コンバータに供給される。

30

#### 【 0 0 5 5 】

ブロック 1 2 1 0 に続くブロック 1 2 2 0 では、少なくとも 1 つのゲート制御信号が電力コンバータに供給される。ゲート制御信号は、切替パターンの基本周波数のほぼ等倍から約 2 倍の間のいずれかの有効切替周波数を有する波形の切替パターンを有している。例えば、図 3 及び表 2 を参照して上述したように、一実施形態では、切替周波数は基本周波数の約 1 . 5 倍であってよい。さらに上述したように、切替パターンは、切替周波数を生じるように離隔された少なくとも 2 つのノッチを含んでいる。ノッチ幅は任意の幅でよく、所望の結果を達成するように調整可能である。さらに、各々が互いに対して移相される複数のゲート制御信号を電力コンバータに供給しても良い。

40

#### 【 0 0 5 6 】

ブロック 1 2 2 0 の後には、任意選択的にブロック 1 2 3 0 が続き、ここで 1 つ又は複数のゲート制御信号の切替パターンを調整できる。それは例えば、図 1 1 を参照してさらに記載したように、V r e f の正の勾配と V r e f の負の勾配でノッチが交互に出現するなどのノッチの位置決めである。切替パターンを調整することで、電力コンバータ内の温度平衡、電力コンバータ内、又は負荷における電力損失又は切替損失、又は出力電力信号の調波歪みのうちの 1 つ又は複数を変更することができる。ある実施形態では、ゲート制

50

御信号の調整を行うのは動作前でも、動作中でも、動作後でも良く、又はゲート制御信号の調整を全く行わなくても良いことが理解できよう。

【 0 0 5 7 】

任意選択的なブロック 1 2 3 0 の後に、もしくはブロック 1 2 3 0 が実行されない場合はブロック 1 2 2 0 の後にブロック 1 2 4 0 が続き、そこで少なくとも部分的にゲート制御信号に基づいて、少なくとも 1 つの信号がコンバータから出力される。少なくとも 1 つの出力信号が、例えば H S E M などの負荷に供給される。

【 0 0 5 8 】

本明細書に記載した以上の例示的实施形態に関連して、以上の説明及び添付図面の教示の利点を有する様々な修正及びその他の形態が想起可能であろう。従って、本発明には多様な形態を適用することができるとともに、本発明は以上に記載の例示的实施形態に限られないことが理解できよう。従って本発明において、開示された特定の实施形態にとどまらず、かかるその他の修正及びその他の形態も、添付の特許請求の範囲の範疇にあるものとする。なお、本明細書では、特定の用語を用いて説明しているが、これらは限定目的において用いられているのではなく、包括的な意味で説明目的においてのみ用いられている。

10

【符号の説明】

【 0 0 5 9 】

2 0 電力ソース / シンク

3 0 キャパシタ

3 5 ゲート制御部

3 6 制御信号

3 7 制御信号

3 8 制御信号

4 0 半導体スイッチ

4 5 ダイオード

5 0 Hブリッジ

6 0 出力脚部

6 5 ニュートラル脚部

7 0 位相 A

7 5 位相 B

8 0 位相 C

8 5 中間点

9 0 Y字ポイント

9 5 中間点

2 1 0 切替出力

2 2 0 出力線間電圧

3 0 0 パルスパターン 1

3 1 0 パルスパターン 2

3 2 0 パルスパターン 3

3 3 0 パルスパターン 1 . 5

3 5 0 ノッチ

3 6 0 パルス

4 1 0 波形

4 2 0 波形

4 3 0 出力電圧波形

4 4 0 電圧出力波形

5 1 0 波形

5 2 0 波形

5 3 0 出力電圧波形

20

30

40

50

5 4 0	電圧出力波形	
5 5 0	(線間)出力電圧	
5 6 0	線間電流	
6 1 0	波形	
6 2 0	波形	
6 3 0	出力電圧波形	
6 4 0	電圧出力波形	
7 1 0	波形	
7 2 0	波形	
7 3 0	出力電圧波形	10
7 4 0	電圧出力波形	
7 5 0	(線間)出力電圧	
7 6 0	線間電流	
8 0 0	切替波形	
8 1 0	電圧波形	
8 2 0	電圧波形	
8 3 0	電圧波形	
8 4 0	電圧波形	
8 5 0	ノッチ	
8 6 0	ノッチ	20
9 0 0	ニュートラル電圧	
9 1 0	線間電流	
1 0 0 0	コンバータ	
1 0 2 0	電力ソース/シンク	
1 0 3 0	キャパシタ	
1 0 4 0	半導体スイッチ	
1 0 4 5	制御入力手段	
1 0 5 0	半導体ブリッジ	
1 0 6 0	位相 A	
1 0 6 5	脚部	30
1 0 7 0	位相 B	
1 0 7 5	脚部	
1 0 8 0	位相 C	
1 0 8 5	脚部	
1 0 9 5	負荷	
1 1 1 0	切替パターン	
1 1 2 0	ノッチ	
1 1 3 0	ノッチ	
1 1 4 0	基準電圧	
1 2 0 0	負荷に信号を供給する方法	40
1 2 1 0	ブロック	
1 2 2 0	ブロック	
1 2 3 0	ブロック	
1 2 4 0	ブロック	

【 図 1 】

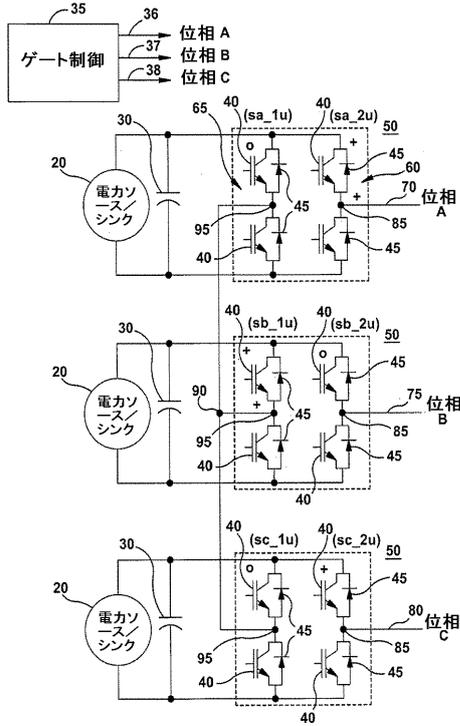


FIG. 1

【 図 2 A 】

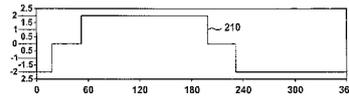


FIG. 2A

【 図 2 B 】

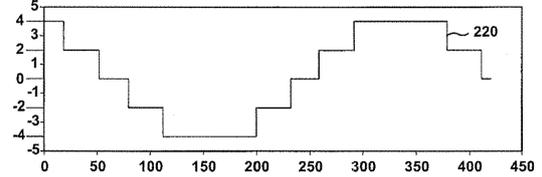


FIG. 2B

【 図 3 】

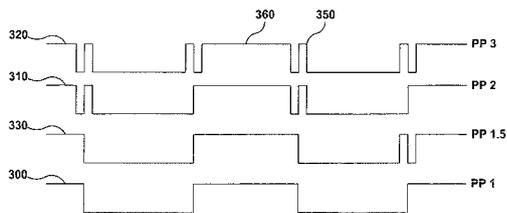


FIG. 3

【 図 4 C 】

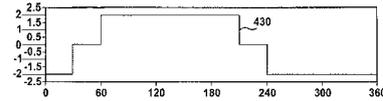


FIG. 4C

【 図 4 D 】

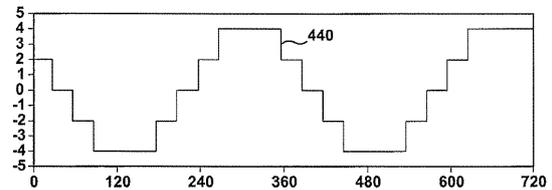


FIG. 4D

【 図 4 A 】

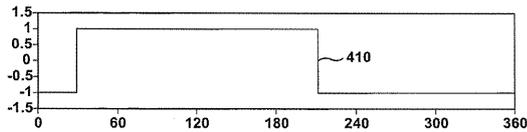


FIG. 4A

【 図 5 A 】

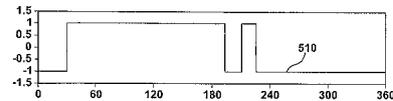


FIG. 5A

【 図 4 B 】

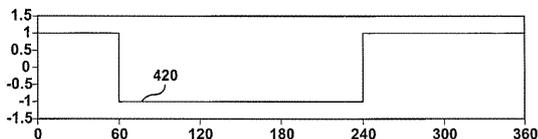


FIG. 4B

【 図 5 B 】

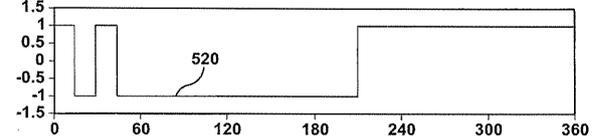


FIG. 5B

【 図 5 C 】

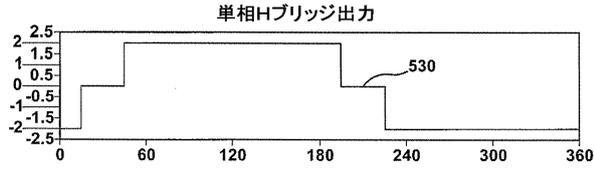


FIG. 5C

【 図 5 D 】

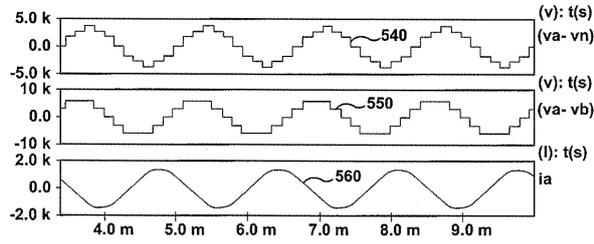


FIG. 5D

【 図 6 A 】

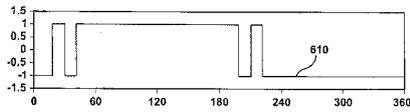


FIG. 6A

【 図 7 B 】

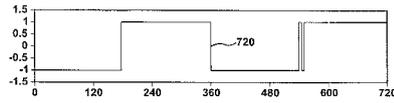


FIG. 7B

【 図 7 C 】

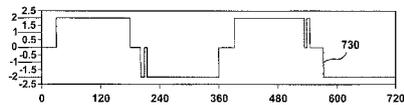


FIG. 7C

【 図 7 D 】

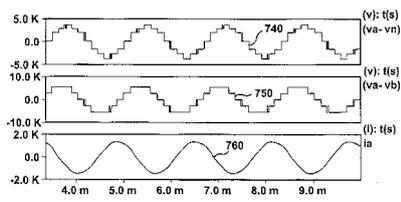


FIG. 7D

【 図 6 B 】

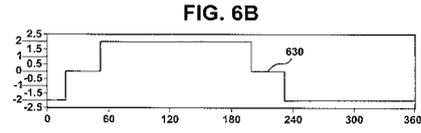


FIG. 6B

【 図 6 C 】

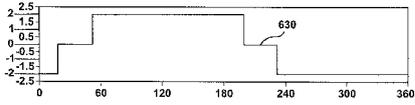


FIG. 6C

【 図 6 D 】

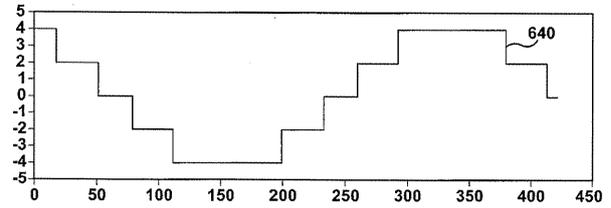


FIG. 6D

【 図 7 A 】

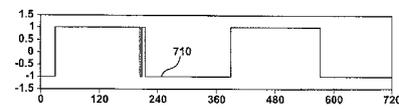


FIG. 7A

【 図 8 】

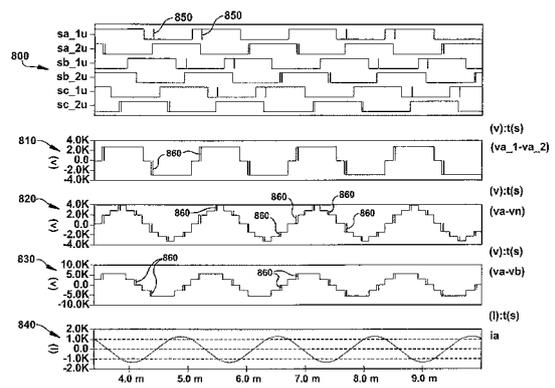


FIG. 8

【 図 9 A 】

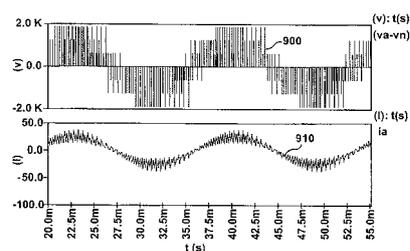


FIG. 9A

【 9 B 】

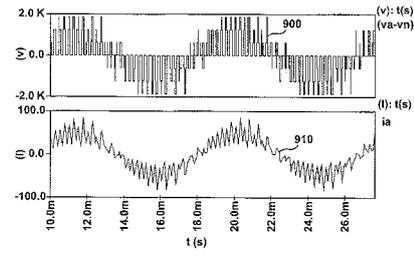


FIG. 9B

【 9 C 】

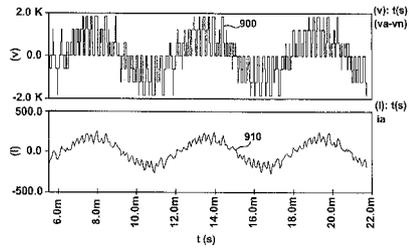


FIG. 9C

【 9 F 】

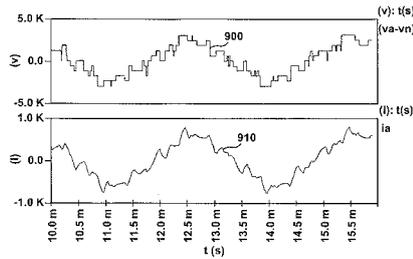


FIG. 9F

【 9 G 】

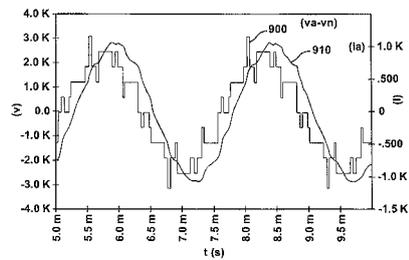


FIG. 9G

【 9 D 】

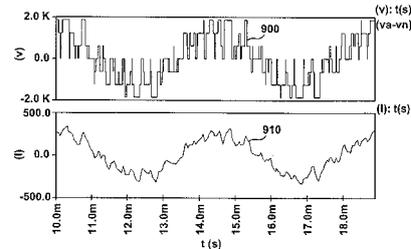


FIG. 9D

【 9 E 】

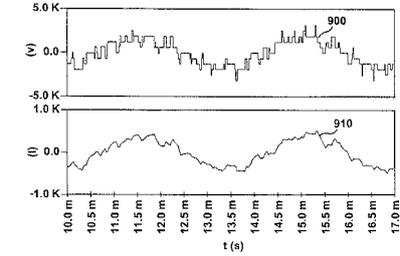


FIG. 9E

【 9 H 】

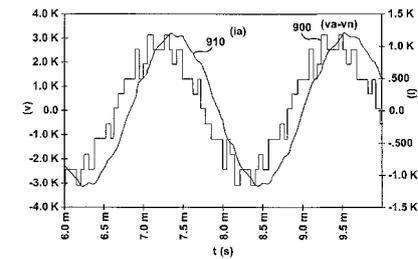


FIG. 9H

【 9 I 】

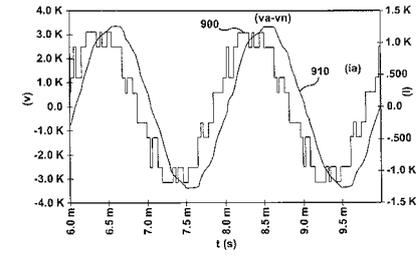


FIG. 9I

【 図 9 J 】

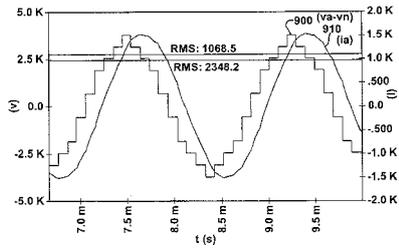


FIG. 9J

【 図 1 1 】

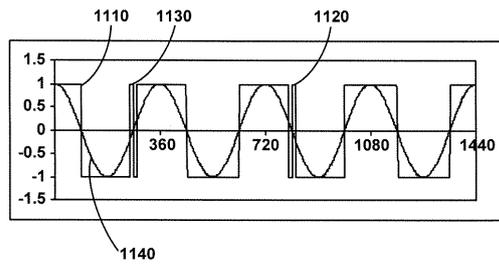


FIG. 11

【 図 1 0 】

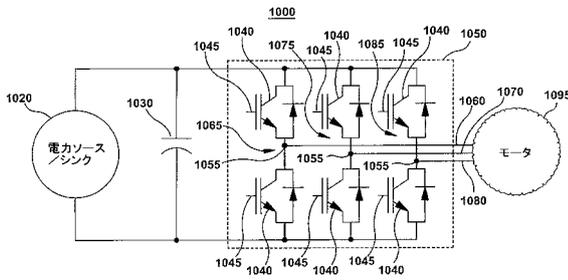


FIG. 10

【 図 1 2 】

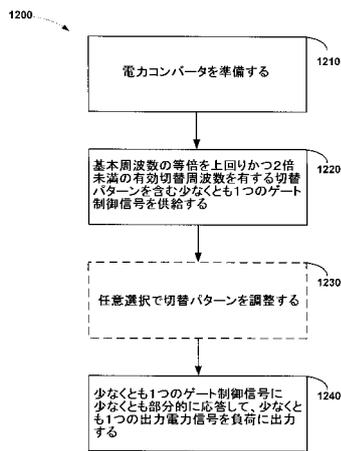


FIG. 12

フロントページの続き

(72)発明者 ピーター・アレン

アメリカ合衆国、バージニア州、ロアノーク、ダーン・サークル、3333番

Fターム(参考) 5H007 BB06 CA01 CB05 CC23 DB01

【外国語明細書】

2010041917000001.pdf